

Preis 0,80 RM.



Hamburger Funk-Technik

FÜR DEN FACHMANN UND DEN BASTLER

Von der Militärregierung genehmigt. Herausgeber und Hauptschriftleiter: Ing. H. Zimmermann, Hamburg 1, Stiftstrasse 15 / H. H. Nölke Verlag, Hamburg 20 Hegestrasse 40

Sonderdruck Nr. 2008 März 1947

Verbesserungen an Rundfunkgeräten in Theorie und Praxis

Im vorliegenden Sonderdruck Nr. 2008 setzen wir unseren Streifzug durch ein modernes Rundfunkempfangsgerät fort und bringen zur Erläuterung der im Sonderdruck Nr. 2007 gebrachten Anpassungsgrundsätze Beispiele zur Ermittlung des jeweils günstigsten Anpassungswiderstandes. Weiter wird das bedeutungsvolle Kapitel der in der Rundfunktechnik auftretenden Verzerrungen in grundsätzlicher Form behandelt. In diesem Zusammenhang werden dann auch wieder die jeweils in Frage kommenden Verbesserungen, d. h. die in Betracht kommenden Entzerrungsmaßnahmen angegeben.

Beispiele zu „Anpassungen"

In Fortsetzung der im Sonderdruck Nr. 2007 gebrachten Anpassungsgrundsätze bringen wir zu deren Erläuterung die folgenden Beispiele:

Zu Spannungsverstärker

Als Dimensionierungsregel für den Anodenwiderstand war in Nr. 2007 die Formel (1)

$R_a = 5$ bis $10 \cdot R_i$ für Trioden

und die Formel (2)

$R_a = \frac{1}{5 \text{ bis } 10} \cdot R_i$ für Penthoden angegeben.

Zur Erreichung einer möglichst großen Verstärkung muß einerseits ein hoher Anodenwiderstand gewählt werden, andererseits soll aber dadurch die Anodenspannung der betreffenden Röhre möglichst wenig herabgemindert werden. Diese Forderungen werden weitgehendst in der Formel (1) — (für Trioden) und (2) — (für Penthoden) berücksichtigt. Für Trioden kommen deshalb die relativ hoch liegenden Werte von 100 bis 200 kΩ zur Anwendung.

Bei Penthoden dagegen, zumal bei mehreren Verstärkerstufen, darf man R_a vielfach nicht zu hoch wählen. Anderenfalls

Tabelle I — Trioden

Röhrentype	R_i (k Ω)	R_a (k Ω)	Verh.
AC 2	12	100	8,3
DC 11	17	100	5,9
DC 25	15	100	6,7
KC 3	12	100	8,3
KC 4	21,5	200	9,3
VC 1	14,5	100	6,9
MC 1	11	100	9,1

Standardwert für R_a: $R_a = 100$ kΩ

Tabelle II — Penthoden

Röhrentype	R_i (k Ω)	R_a (k Ω)	Verh.
AF 7	2000	200	10
DF 11	1000	200	10
EF 12	1500	200	7,5
EF 13	1000	200	5
RV 12 P 2000	1000	200	5
RV 12 P 4000	1800	200	9

Standardwert für R_a: $R_a = 200$ kΩ

besteht die Gefahr, daß infolge zu großer Verstärkung die nächste Verstärkerstufe übersteuert wird und somit beträchtliche Verzerrungen auftreten. Bei Penthoden kommen deshalb in der Praxis für R_a Werte von 100 bis 500 kΩ zur Anwendung.

Nach Ri-Angaben der Herstellerfirmen seien in der Tabelle I einige Triodentypen und in der Tabelle II einige Penthodentypen zusammengefaßt. In der rechten Spalte ist zum Vergleich mit den Formeln (1) und (2) jeweils die Verhältniszahl angegeben.

Zu Endstufen

1. Trioden

Für eine NF-Endstufe mit der Röhre AD 101 ist an Hand der Betriebskennlinien der günstigste Außenwiderstand zu ermitteln. Die Betriebskennlinien sind wie folgt gegeben (nach Veröffentlichung der Firma Telefunken):

Es steht eine Betriebsspannung von 250 V zur Verfügung

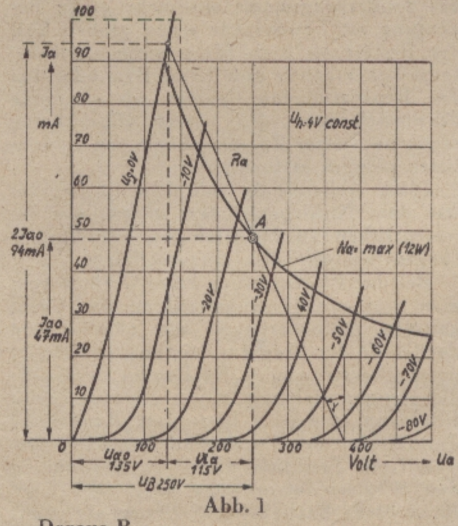


Abb. 1

Daraus R_a:

$$R_a = \frac{U_B - U_{ao}}{J_{ao}} = \frac{250 - 135}{0{,}047} = \frac{115}{0{,}047} = 2450$$

Der Innenwiderstand der Röhre ist mit 1400 Ω angegeben. Die tiefste zu übertragende Frequenz sei mit 70 Hz angenommen. Danach errechnet sich gemäß Formel (5) (siehe Sonderdruck Nr. 2007) die Mindestprimärinduktivität zu

$$L_1 = \frac{1}{\omega_t} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

$$L_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 70} \cdot \frac{1400 \cdot 2450}{1400 + 2450} = 2{,}02 \text{ Hy}$$

Die effektive Ausgangswechselspannung beträgt in diesem Falle, wie oben aus dem J_a-U_a-Kennlinienfeld entnommen, 115 Volt. — Nach Formel (6) Sonderdruck Nr. 2007 erhalten wir die primäre Windungszahl zu:

(Für den Ausgangsübertrager steht ein Eisenkern mit 3,5 cm² Eisenkernquerschnitt zur Verfügung. — Die magn. Induktion $\mathfrak{B}$ wird mit 4000 Gauß eingesetzt.)

$$w_1 = \frac{U_{1\,eff} \cdot 10^8}{4 \cdot F_E \cdot \mathfrak{B} \cdot f_t} = \frac{115 \cdot 10^8}{4 \cdot 4{,}0 \cdot 4000 \cdot 70} = 2570 \text{ Wdg.}$$

Weitere Eisenkernangaben:

Luftspalt $\delta = 0{,}02$ cm

mittl. Kraftlinienlänge $l_e = 12{,}5$ cm

Permeabilitätskonst. b. $\mathfrak{B} = 4000 : \mu = 3000$

mit der Windungszahl w_1 erhalten wir die effektive Primärinduktivität zu

$$L_1 = 0{,}4\pi \frac{F_E}{\left(\delta + 1{,}1 \frac{l_e}{\mu}\right)} \cdot W_1^2 \cdot 10^{-8}$$

$$L_1 = 0{,}4\pi \cdot \frac{4}{0{,}029} \cdot 2570^2 \cdot 10^{-8} = 11{,}5 \text{ Hy}$$

Hiermit wurde eine Primärinduktivität erreicht, die den geforderten Wert von 2,02 Hy ca. um das 5fache übersteigt, d. h. daß sich die untere Frequenzgrenze weiter nach unten verschiebt. —

Bei einem Anodenruhestrom von 47 mA muß bei einer zugelassenen Stromdichte von S = 2Amp/mm² die Drahtstärke der Primärwicklung wie folgt ausgeführt werden:

$$d_1 = 0{,}8 \cdot \sqrt{J} = 0{,}8 \cdot \sqrt{0{,}047} = 0{,}17 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$$

Die Sekundärwicklung soll einen Lautsprecher mit 6 Ω Tauchspulenwiderstand betreiben. Danach erhalten wir nach Formel (4) (Sonderdruck Nr. 2007) das Übersetzungsverhältnis zu

$$\ddot{U} = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_s}{R_a}} = \sqrt{\frac{6}{2450}} = \frac{1}{20{,}2}$$

Daraus erhalten wir die Sekundärwindungszahl zu

$$w_2 = ü \cdot w_1 = \frac{1}{20,2} \cdot 2450 = 121 \text{ Windungen}$$

Unter Vernachlässigung der Verluste beträgt bei dem vorliegenden Übersetzungsverhältnis der Sekundärstrom

$$J_s = J_a \cdot 20,2 = 0,047 \cdot 20,2 = 0,95 \text{ Amp.}$$

Die Drahtstärke der Sekundärwicklung bei s = 2 Amp/mm² beträgt

$$d_2 = 0,8 \cdot \sqrt{J} = 0,8 \cdot \sqrt{0,95} = 0,78 \text{ mm} \, \Phi \, \text{CuL}$$

2. Penthoden

RV 12 P 2000 als Endstufe. Gegeben: Betriebsspannung U_B = 215 Volt Betriebskennlinien J_a — ug und J_a — U_a-Diagramm

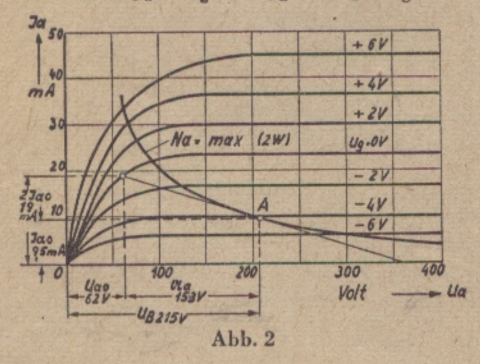


Abb. 2

Aus der Kennlinie ergeben sich die folgenden Werte:

$U_{ao} = 62$ V, U_a = 153 V, J_{ao} = 9,5 mA.

Daraus

$$R_a = tg\gamma = \frac{U_B - U_{ao}}{J_{ao}} = \frac{215-62}{0,0095} = 16100 \text{ Ohm}$$

Der Innenwiderstand der RV 12 P 2000 ist mit $R_i \geq 1 \, M\Omega$ angegeben.

Nach Formel (5) beträgt die Mindestprimärinduktivität bei der zu übertragenden tiefsten Frequenz von 120 Hz:

$$L'_1 \frac{1}{\omega t} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

$$L'_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120} \cdot \frac{10^6 \cdot 16100}{10^6 + 16100} = \text{ca. } 21,0 \text{ Hy}$$

Die effektive Ausgangswechselspannung ergab sich aus dem J_a-U_a-Kennlinienfeld zu U_a = 153 Volt. Der zur Verfügung stehende Ausgangstrafo hat einen Kernquerschnitt von F_k = 3,0 cm².

Nach Formel (6) (Sonderdruck Nr. 2007) berechnet sich die primäre Windungszahl

$$W_1 = \frac{U_{1eff} \cdot 10^8}{4 \cdot F_k \cdot \mathfrak{B} \cdot f_t} = \frac{153 \cdot 10^8}{4 \cdot 3 \cdot 4000 \cdot 120} = 2650 \text{ Wdg.}$$

sonstige Eisenkerndaten:

mittl. Kraftlinienlänge: 12 cm

Permeabilitätskonst. b. $\mathfrak{B} = 4000 : \mu = 3000$

Luftspalt $\delta = 0,02$ cm.

Mit diesen Daten erhält man nach Einsetzung in Formel (7) die Primärinduktivität zu

$$L_1 = 0,4 \pi \frac{F_E}{\left(\delta + 1,1 \cdot \frac{l_E}{\mu}\right)} \cdot W_1^2 \cdot 10^{-8}$$

$$L_1 = 0,4 \pi \frac{3}{0,024} \cdot 2650^2 \cdot 10^{-8} = 11 \text{ H}_y$$

Die Mindestprimärinduktivität war vorher mit 21,0 Hy gefordert worden. Die erreichte Primärinduktivität von 11,0 Hy reicht also nicht aus und die Rechnung ist mit kleinerer magnetischer Induktion zu wiederholen! Nehmen wir also jetzt $\mathfrak{B}$ mit 3000 Gauß an, dann beträgt die Windungszahl der Primärwicklung

$$W_1 = \frac{153 \cdot 10^8}{4 \cdot 3 \cdot 3000 \cdot 120} = 3540 \text{ Windungen}$$

Jetzt ergibt sich L_1 zu

$$L_1 = 0,4 \pi \frac{3}{0,024} \cdot 3540^2 \cdot 10^{-8} = 19,7 \text{ H}_y$$

Aus dieser Windungszahl ergibt sich jetzt also eine Primärinduktivität, die fast an den geforderten Mindestwert von 21,0 Hy heranreicht. Die Wicklung kann also mit dieser Windungszahl ausgeführt werden.

Bei einem Anodenstrom von 9,5 mA und der üblichen Stromdichte von 2 Amp/mm² erhalten wir die Drahtstärke zu

$$d_1 = 0,8 \sqrt{J} = 0,8 \cdot \sqrt{0,0095} = 0,8 \cdot 0,0975$$

$$d_1 = 0,078 \text{ CuL} = \text{ca } 0,08 \text{ mm} \, \Phi$$

Das Übersetzungsverhältnis Ü beträgt

$$Ü = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_s}{R_a}} = \sqrt{\frac{4}{18500}} = \frac{2}{136} = \frac{1}{68}$$

Die Windungszahl der Sekundärwicklung:

$$w_2 = \frac{1}{68} \cdot 4070 = 60 \text{ Windungen}$$

Der Sekundärstrom ohne Berücksichtigung der Verluste:

$$i_2 = J_{ao} \frac{1}{ü} = 0,0095 \cdot 68 = 0,64 \text{ Amp.}$$

und daraus die Drahtstärke der Sekundärwicklung:

$$d_2 = 0,8 \cdot \sqrt{J} = 0,8 \cdot \sqrt{0,64}$$

$$d_2 = 0,8 \cdot 0,8 = 0,64 \text{ mm} \, \Phi \, \text{CuL}$$

Nach diesem Schema wäre auch eine Berechnung des Ausgangsübertragers einer Gegentakt - A - Endstufe vorzunehmen. Statt der Formeln (5) bis (7) muß man sich der Formeln (8) bis (11) [Sonderdruck Nr. 2007] bedienen.

Bei Gegentakt - B - Endstufen ändert sich der Berechnungsgang nur insofern, als zur Ermittlung des günstigsten Anodenwiderstandes das J_a-U_a-Kennlinienfeld für Trioden nach Abb. 9 und für Penthoden nach Abb. 10 auszuwerten ist. Zur weiteren Berechnung gelten die Formeln (12) bis (14) [Sonderdruck Nr. 2007].

Verzerrungen

Den in Rundfunkempfangsgeräten auftretenden Verzerrungen kommt wegen der vielfältigen Ursachen und der Forderung einer möglichst naturgetreuen Wiedergabe des Senderprogramms eine sehr große Bedeutung zu. Sowohl für einen großen Teil der Bastler als auch für manchen Elektrotechniker ergeben sich beim Bau oder bei der Reparatur von Geräten oft so große Schwierigkeiten, daß deren Beseitigung meist nur unter Zurateziehung von Spezialisten möglich erscheint.

Diese Abhandlung soll dem Bastler sowie dem Nichtspezialisten zeigen, was im wesentlichen zu beachten ist, um Verzerrungen weitgehendst auszuschließen.

Bei der Projektierung eines Gerätes geht man von ganz bestimmten, an das Gerät gestellte Anforderungen aus, nämlich von der Größe der Empfangsleistung, der Breite des zu übertragenden NF-Bandes, der Größe der Ausgangsleistung usw. Hieraus ergibt sich dann eine ganz bestimmte Bestückung des Gerätes mit Schaltelementen. Die einwandfreie Funktion dieser zu verwendenden Schaltelemente setzt aber eine Konstanz der Betriebswerte innerhalb ganz bestimmter, maximaler Toleranzgrenzen voraus. Es dürfen also die zugeführte Antennenenergie, Netzwechselspannung oder Netzfrequenz nicht unter einen minimal erforderlichen oder über einen maximal zulässigen Wert absinken oder ansteigen. Ergeben sich nun Abweichungen der Betriebswerte bis unterhalb oder oberhalb der zulässigen Toleranzgrenzen, so ist die einwandfreie Funktion der einzelnen Schaltelemente nicht mehr gewährleistet. Als Folge solcher Abweichungen können zunächst Verzerrungen auftreten. Bei weiterer Abweichung der Betriebswerte von den Sollwerten arbeitet das Gerät nur noch ungenügend. Noch größere Abweichungen können schließlich zur Zerstörung einzelner Schaltelemente und damit zur Außerbetriebsetzung des Gerätes führen. Man erkennt also, daß es sich bei Abweichung der Betriebswerte über die zulässigen Toleranzgrenzen hinaus um Störungen handelt. Die als Folge hiervon auftretenden Verzerrungen lassen sich deshalb nur bis zu einem gewissen Grade durch Änderung der Betriebswerte einiger Schaltelemente beseitigen. — Die im Folgenden besprochenen Verzerrungsursachen sowie deren Beseitigung durch entsprechende Schaltungsverbesserungen und richtige Dimensionierung der Schaltelemente beziehen sich auf innerhalb der Toleranzgrenzen konstante Betriebswerte.

Man unterscheidet grundsätzlich lin[illegible] und nichtlineare Verzerrungen.

Lineare Verzerrungen

Man versteht darunter die unproportionale Veränderung der Betriebswerte mit der Frequenz. Die lineare Verzerrung bedeutet also nur die Frequenzabhängigkeit der Betriebsgrößen eines Gerätes oder Bauelements. Die praktische Ermittlung des linearen Verzerrungsgrades nimmt man im Versuch durch Aufnahme des sog. „Frequenzganges“ vor.

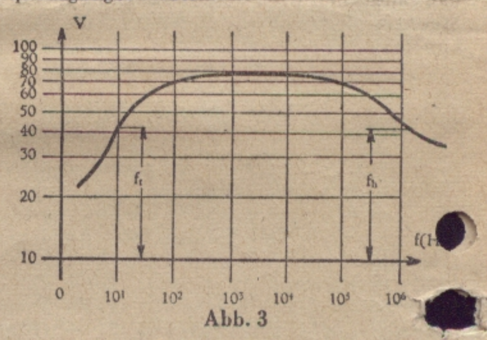


Abb. 3

In Abb. 3 ist als Beispiel der Frequenzgang eines Verstärkers aufgezeichnet.

Man ersieht daraus, daß der Verstärkungsgrad V in den Grenzen zwischen 10^2 und 10^5 Hz annähernd als konstant anzusehen ist. Unterhalb 10^2 Hz und oberhalb 10^5 Hz fällt der Verstärkungsgrad V stark ab, worin die Frequenzabhängigkeit der eingebauten Schaltelemente zum Ausdruck kommt. Lineare Verzerrungen treten überall dort auf, wo komplexe Widerstände, d. h. Induktivitäten und Kapazitäten vorhanden sind. — Wir unterscheiden also eine untere und eine obere Frequenzgrenze. Nach Kammerloher HF-Technik II sind diese Frequenzgrenzen dann gegeben, wenn die V-Kennlinie (Abb. 3) auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ Teil abgesunken ist.

Das Abfallen der V-Kennlinie im tiefen Frequenzbereich ist durch die Frequenzabhängigkeit des kapazitiven Widerstandes des Ankopplungskondensators bedingt. Außerdem übt der Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre einen Einfluß aus, weil eine Spannungsteilung der Anodenwechselspannung zwischen dem Ankopplungskondensator und dem Gitterableitwiderstand der nächsten Röhre eintritt.

Läßt man bei einer bestimmten unteren Grenzfrequenz ωt einen Rückgang des Verstärkungsfaktors von $p = \frac{1}{\sqrt{2}}$ zu, so ergibt sich der Mindestwert für den Ankopplungskondensator nach folgender Formel:

$$(1) \quad C_A = \frac{1}{\omega t \cdot R_g} \cdot \frac{p}{\sqrt{1-p^2}} \quad \text{(Farad)}$$

hierin ist:

$\omega t = 2\pi f$ = untere Grenzfrequenz
R_g = Gitterableitwiderst. der folg. Röhre
p = zulässiger Verstärkungsabfallfaktor
C_A = Ankopplungskondensator

Unter denselben Voraussetzungen läßt sich bei bekanntem Ankopplungskondensator C_A der Gitterableitwiderstand nach folgender Formel bemessen:

$$(2) \quad R_g = \frac{1}{\omega t} \cdot \frac{1}{C_A \cdot \sqrt{p^2-1}} \quad (\Omega)$$

Bei entsprechender Bemessung von C_A und R_g nach den soeben dafür angegebenen Formeln hat man es also in der Hand, durch entsprechende Wahl der unteren Grenzfrequenz ft entsprechend ωt sowie des Verstärkungsabfalls p (p < 1) den linearen Verzerrungsgrad in unteren Bereichen entsprechend klein zu halten. Darüber hinaus lassen sich im unteren Frequenzbereich noch weitere Entzerrungen durch Beachtung der folgenden Punkte erreichen:

1. **Durch entsprechend große Ausführung der Kathodenkondensatoren.**

Es kommt hierbei darauf an, den Kathodenkondensator so groß auszuführen, daß auch bei den tiefen Frequenzen die Steilheit der Röhre infolge Stromgegenkopplung nicht zu stark absinkt.

Bei Zulassung eines Verstärkungsabfalls auf den Betrag $p = \frac{1}{a}$ $(p < 1;\ a > 1)$ ist der Kathodenkondensator nach folgender Formel zu bemessen:

$$(3) \quad C_K = \frac{1}{\omega t \cdot R_K} \cdot \sqrt{\frac{R_K^2 \cdot s^2}{a-1} - 1}$$

hierin ist:

C_K = Kathodenkondensator (Farad)
R_K = Kathodenwiderstand (Ω)
s = Steilheit der Röhre
a = zulässiger Verstärkungsabfall

(Hierzu vgl. Artikel „Größere Kathodenkondensatoren“ in Sonderdruck Nr. 2005!)

2. **Durch größere Ausführung des Ankopplungskondensators als in Formel (1) angegeben.**

3. **Durch entsprechende Ausführung des am Anodenspannungsteiler liegenden Filterkondensators C_F**

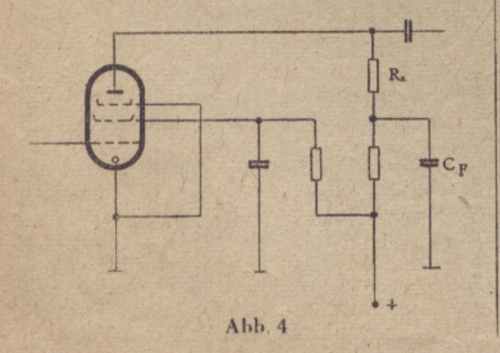


Abb. 4

Für hohe Frequenzen stellt der Filterkondensator C_F einen Kurzschluß dar. Als Anodenwiderstand wirkt dann nur der Ohmsche Widerstand R_a. Für tiefe Frequenzen dagegen steigt der Wechselstromwiderstand entsprechend der kleinen Frequenz an. Dies bedeutet, daß der Anodenwiderstand einen größeren Wert annimmt und damit die Verstärkung ansteigt. Hieraus ist ersichtlich, daß bei richtiger Bemessung von C_F eine Verstärkungsanhebung im unteren Frequenzbereich und somit eine Entzerrung möglich ist. Von der formelmäßigen Dimensionierung sei hier wegen der Kompliziertheit des Ausdrucks abgesehen. Bei praktischer Bemessung von R_a = 100 000—300 000 Ω kommen für C_F Werte von 0,1—2 μF in Frage.

Der aus Abb. 3 ersichtliche Abfall des Verstärkungsfaktors bei den hohen Frequenzen wird durch die parallel zu den HF- und NF-Spannung führenden Strombahnen liegenden Parallelkapazitäten verursacht. Diese Parallelkapazitäten setzen sich aus Anoden-Kathoden, Gitter-Kathoden und den Schaltkapazitäten zusammen. Um die obere Grenzfrequenz bei einer möglichst hohen Frequenz zu erhalten, muß man solche Bauelemente verwenden, die ein Minimum an Verlusten gewährleisten, d. h.

1. muß die konstruktive Ausführung so gehalten werden, daß möglichst kurze Verbindungsleitungen erreicht werden, um somit die Schaltkapazitäten auf das kleinstmögliche Maß zu beschränken;
2. muß bei allen mit HF in Berührung kommenden Bauelementen für einen so gut isolierten Aufbau gesorgt werden, daß auch die über Isoliermaterialien abfließende HF-Energie auf ein Minimum beschränkt bleibt.

Über die entsprechende Beachtung dieser Punkte hinaus läßt sich eine „lineare Entzerrung“ im hohen Frequenzbereich noch durch folgende Schaltungsanordnungen erreichen.

a) **Durch Einschaltung einer HF-Drossel in den Anodenkreis.**

Betrachtet man eine Röhre als HF-Stromquelle, so tritt anodenseitig eine Aufteilung der HF-Energie zwischen Anodenwiderstand, Ankopplungskondensator und den Schaltkapazitäten ein.

Nach Abb. 5 wird der Anodenwiderstand R_a durch die Kombination R_a, L und C_s dargestellt.

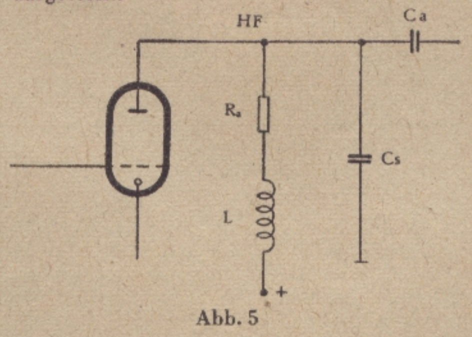


Abb. 5

C_s ist durch den konstruktiven Aufbau gegeben. Die Größe von R_a richtet sich im wesentlichen nach den Röhrendaten.

Durch zusätzliche Einschaltung einer Anodendrossel von der Induktivität L läßt sich R_a für die HF soweit erhöhen, daß man praktisch ein Abfließen von HF über R_a verhindert. Für L können je nach der Empfangsfrequenz die üblichen Werte (z. B. für Mittelwelle 35 mHy) verwendet werden.

b) **Durch geeignete Überbrückung des Kathodenwiderstandes.**

Eine in fast allen Fällen wirksame lineare Entzerrung erreicht man durch die Überbrückung des Kathodenwiderstandes mit einem Kondensator. Mit der Einschaltung eines Kondensators parallel zum Kathodenwiderstand wird eine Herabsetzung der Stromgegenkopplung und somit ein Verstärkungsanstieg bei hohen Frequenzen erreicht. Bei Verwendung eines Kathodenkondensators von 1 μF ist eine merkbare Entzerrung ab 3 . 10^4 Hz festzustellen.

(Vgl. auch Artikel „Größere Kathodenkondensatoren“ in Sonderdruck Nr. 2005!)

Nichtlineare Verzerrungen

Man versteht darunter die unproportionale Veränderung der Betriebswerte als Folge einer Strom- oder Spannungsänderung. Diese Art von Verzerrungen tritt überall dort auf, wo Schaltelemente mit nichtgerader Arbeitskennlinie wie z. B. Spulen mit Eisenkern, Röhren, Gleichrichter und dgl. vorhanden sind. Ein Maß für die nichtlinearen Verzerrungen ist der sog. Klirrfaktor K, der wie folgt definiert ist:

$$K = \sqrt{\frac{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2}{A_0}}$$

worin:

A_0 = Amplitudenwert der Grundschwingung
A_1, A_2, A_3 = Amplitudenwerte der Oberschwingung.

Bei nichtlinearen Verzerrungen tritt also gegenüber einer am Eingang eines Gerätes vorhandenen reinen Sinusschwingung diese am Ausgang mit Oberwellen behaftet auf. Vom menschlichen Ohr werden Verzerrungen bei einem Klirrfaktor ab ca. 5%

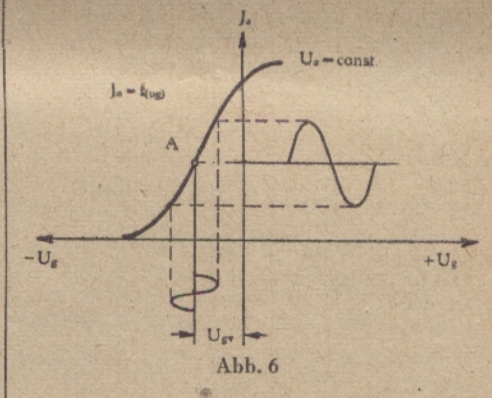


Abb. 6

wahrgenommen. Zur Vermeidung von nichtlinearen Verzerrungen kommt es in erster Linie darauf an, bei solchen Bauelementen, die eine nichtgerade Kennlinie besitzen, den Arbeitsbereich so zu wählen, daß nur auf dem geradlinigen Teil gearbeitet wird.

In Abb. 6 und 7 sind grundsätzlich die Kennlinien einer Röhre wiedergegeben. Bei nichtvorhandener nichtlinearer Verzerrung, also bei einem Klirrfaktor K = O müßte eine gitterseitig ankommende reine Sinusschwingung auch anodenseitig eine reine

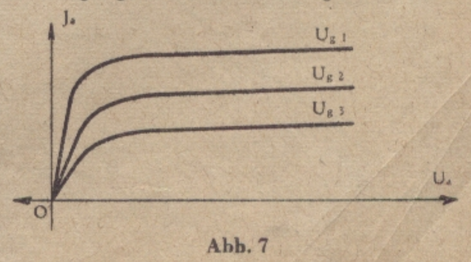


Abb. 7

Sinusschwingung ergeben. Zu diesem Zweck muß die negative Gittervorspannung so gewählt werden, daß der Arbeitspunkt A auf die Mitte des geradlinigen Teiles der Kennlinie fällt (s. Abb. 6!). Andererseits muß die Anodenspannung so hoch gewählt werden, daß der Arbeitspunkt auf den horizontalen Teil der J_a-U_a-Kennlinie fällt. Dies ist besonders zu beachten bei Röhren mit großer Steilheit, denen eine hohe Gitterwechselspannung zugeführt wird, da hierbei auch relativ hohe Anodenspannungsänderungen auftreten. Beim Audion muß die Anodenspannung einen ganz bestimmten Wert haben, sie muß so gewählt werden, daß der Gitterstromeinsatz bei einer Gittervorspannung von 0 Volt erfolgt.

Eine weitere vielfach auftretende Verzerrungsursache besteht in der Übersteuerung von Verstärkerstufen. Im HF-Teil eines Empfängers kommen Übersteuerungen allerdings nur selten vor, weil es sich da nur um kleine Wechselspannungsamplituden handelt. Im NF-Teil eines Empfängers, zumal bei mehreren Verstärkerstufen und bei Verwendung von Penthoden kommen Übersteuerungen öfters vor.. Man muß dabei dafür Sorge tragen, daß die einer Verstärkerstufe zugeführte Gitterwechselspannung nur so groß ist, daß nur auf dem geradlinigen Teil der J_a-u_g-Kurve gearbeitet wird (vgl. auch Abb. 6!). Kann dieses nicht erreicht werden, so muß entweder die Verstärkung der Vorstufe heruntergesetzt werden (durch Verkleinerung von R_a) oder es darf nur ein Teil der anodenseitig abgenommenen Wechselspannung dem Gitter der nächsten Röhre zugeführt werden.

Hierzu vgl. die Schaltung in Abb. 8, wobei die zugeführte Wechselspannung um das Verhältnis $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ heruntergesetzt wird.

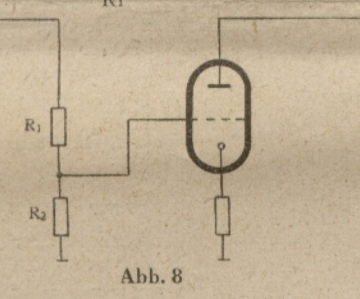


Abb. 8

Die Ausgangsleistung einer Röhre ist

$$N_{max} = \frac{1}{8} \cdot U_g \sim^2 \cdot \frac{S}{D}$$

N_{max} bleibt solange direkt proportional $U_g \sim^2$ solange $\frac{S}{D}$ konstant ist. Verändert sich der Wert $\frac{S}{D}$, so weicht N_{max} von der quadratischen Charakteristik, das heißt einer Geraden ab. Hieraus ergibt sich die Möglichkeit, einen Leistungsverstärker auf Verzerrungsfreiheit zu überprüfen. Zu diesem Zwecke muß die Kurve $N_{max} = f\ (U_g)$ im Versuch aufgenommen werden (s. Abb. 9!).

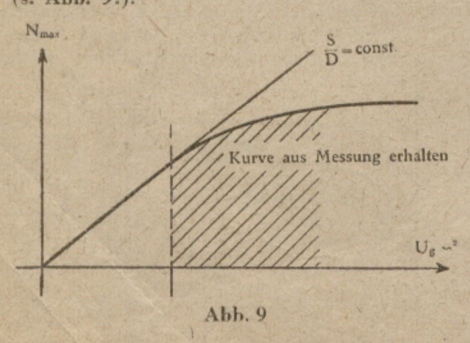


Abb. 9

Bei Abweichung der aufgenommenen Kurve von der Geraden tritt eine Veränderung des Wertes $\frac{S}{D}$ ein, so daß sich aus einem nach Abb. 9 aufgenommenen Kuvenbild sehr leicht die Größe der max. Gitterwechselspannung feststellen läßt, bei der der Verstärker übersteuert wird.

Außer diesen durch Kennlinienkrümmungen entstehenden sog. Steilheitsverzerrungen treten bei Mehrgitterröhren noch die sog. Durchgriffsverzerrungen auf (siehe F. Vilbig HF-Technik II). Sowohl die Steilheitsverzerrungen als auch die Durchgriffsverzerrungen sind in ihrer Größe von dem Verhältnis $\mathfrak{R}_a/R_i$ abhängig. Die Steilheitsverzerrungen nehmen mit dem Verhältnis $\mathfrak{R}_a/R_i$ ab, dagegen nehmen die Durchgriffsverzerrungen im zirka gleichen Maße zu. Daraus folgt, daß der Gesamtverzerrungsgrad, der resultierende Klirrfaktor

$$K = K_s + K_d$$

bei einem ganz bestimmten Verhältnis $\mathfrak{R}_a/R_i$ einen minimalen Wert annimmt. (Hierzu vgl. Abb. 10!).

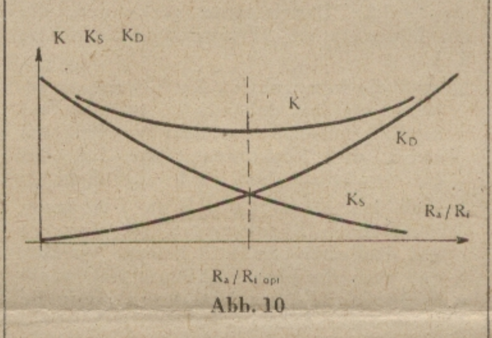


Abb. 10

Bei Ausgangsübertragern oder Drosselspulen, die noch von einem Gleichstrom vormagnetisiert werden, gilt für die Wahl der Betriebswerte sinngemäß das gleiche wie bei Röhrenkennlinien. An Stelle der Röhrenkennlinie tritt hier die Magnetisierungskurve. Man muß also, um Verzerrungen zu vermeiden, mit dem Arbeitsbereich unterhalb oder oberhalb des Kennlinienknicks bleiben (s. Abb. 11).

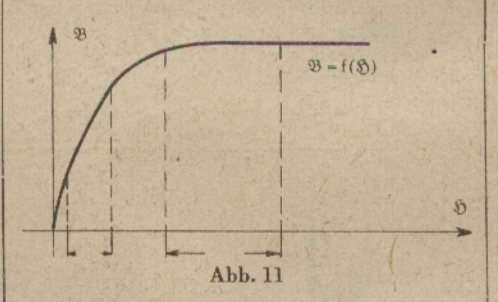


Abb. 11

In der Praxis ist die Ursache von Verzerrungen meist in der Alterung oder im Ausfall einzelner Bauelemente zu suchen. Hieraus ergeben sich dann mehr oder weniger große Änderungen der Betriebswerte, die dann das verzerrungsfreie Arbeiten des Gerätes nicht mehr gewährleisten.

Eine vielfach vorkommende Verzerrungsursache liegt z. B. in der Alterung von Netzgleichrichterröhren sowie der Lade- und Siebkondensatoren. Die hierdurch entstehende verminderte Anodenspannung reicht dann zur einwandfreien Funktion der hiervon abhängigen Schaltelemente nicht mehr aus und es treten neben dem Netzbrummen Verzerrungen auf.

Literaturauskunft

Gegen einen Unkostenbeitrag von RM 0,75 und Rückporto geben wir über einzelne besonders interessierende Themen aus der Rundfunktechnik sowie der allgemeinen Elektrotechnik Literaturauskunft. Bezugsquellen für Rundfunkmaterial und Fachbücher können nicht genannt werden.

Berechnungsdienst

Nach Angabe von speziellen technischen Daten werden Einzelberechnungen nach vorherigem Kostenanschlag ausgeführt.

Anregungen aus dem Leserkreis bzw. zur Veröffentlichung geeignete Manuskripte werden jederzeit gern entgegengenommen.

Anfragen sind zu richten an die Schriftleitung der „HFT".

Entwicklungen

Das HFT-Labor führt spezielle Entwicklungen von Empfängerschaltungen, [illegible]räten und Einzelteilen nach Angab[illegible] jeweils vorhandenen Materials durch.

Besondere Wünsche können berücksi[illegible]tigt werden.

Zuschriften sind an das HFT-Labor Ing. H. Zimmermann, Hamburg 1, Stiftstr. 15, zu richten.

HFT-Briefkasten

Der von uns eingerichtete Briefkastendienst gibt allen Lesern Gelegenheit, auf allgemein interessierende Fragen der Funktechnik sowie der allgemeinen Elektrotechnik einzugehen.

Jeder Anfrage an den Briefkastendienst ist ein Unkostenbeitrag von RM 1,50 und Rückporto beizufügen. Briefe, die ohne Gebühr und Rückporto hier eingehen, können nicht beantwortet werden.

Die Anfragen bitten wir kurz und k[illegible] abzufassen und evtl. Prinzipschaltungen beizufügen.

Außerhalb des Briefkastendienstes [illegible] den auch Schaltungsentwürfe und speziel[illegible] Entwicklungen, z. B. mit kommerziellen Röhren und dgl. vorgenommen.

Um das weitere pünktliche Erscheinen der »HFT« zu sichern, werden alle unsere Leser gebeten, jede, auch die kleinste Menge an

Altpapier

dem Verlag zugänglich zu machen.

Der Verlag

Wibag FP 56/1 Ufbg. 0332347 C 4/8047 5000